

## Digital 단측파대 변조기의 설계

박종연 · 안종구 · 이양범

전기 및 전기공학과

(1982. 6. 30 접수)

### <요 약>

Weaver's analog 단측파대 변조기의 원리와 Digital 신호처리 기법을 적용하여 Digital 단측파대 변조기의 특성을 computer simulation 에 의하여 구하였다.

이러한 Digital 단측파대 변조기는 주파수 분할 다중통신(FDM) 시스템과 시분할 다중통신(TDM) 시스템의 다중변환 시스템으로 사용할 수 있으며 Group band(60~108KHz) 다중통신을 예로서 상호변환을 설명하고 시스템의 신호 대 잡음비(SNR)를 구하였다.

---

## The Design of Digital Single Side-band Modulator

Park Jong Yun · An Jong Gu · Lee Yang Bum

Dept. of Electrical and Electornic Eng.

(Received June 30, 1982)

### <Abstract>

The digital Weaver's single side band(SSB) modulator is simulated, using its corresponding theory and digital processing techniques.

The simulated digital Weaver's modulator is used as a main part of the transmultiplexer which converts time division multiplexer(TDM) system to frequency division multiplexer(FDM) system.

The digital filters are designed for this purpose and the SNR of the overall system is calculated.

---

### I. 서 론

입력과 출력신호가 제한대역(bandlimited) 신호일 때는 Analog 회로들은 Digital 신호처리기, A/D 변환기와 D/A 변환기에 의하여 Digital 회로로서 대치할 수 있다.

Analog 시스템은 빠른 처리능력을 갖고있는 대형집적회로를 이용하여 Digital 시스템으로 구성할 수 있게 되었으며 본 연구에서는 Analog 단측파대 변조기에 대응하는 Digital 단측파대 변조기를 다루었다.

Analog 단측파대 변조기의 구성방식은 크게 세

가지로 구분할 수 있으며<sup>(6)</sup> 본 연구에서는 Weaver의 방식<sup>(1)</sup>으로 구성되는 Analog 단측파대 원리를 이용하였다.

그 원인은 주파수 분할 다중통신 시스템과 시분할 다중통신 시스템의 다중변환 시스템으로 Digital 단측파대 변조기를 이용할 경우에 Weaver의 단측파대 변조기의 구성방식이 다른 방법에 비하여 계산시간이 작게 걸리는 장점이 있기 때문이다.<sup>(2)</sup>

다중 변환 시스템으로 Digital 단측파대 변조기를 이용하는 예로서 Group band(60~108KHz)에서 12 channel의 전화신호를 동시에 전송하는 경우에 대하여 Gaussian Noise를 발생시켜 전체 시스템의 SNR을 구하였다.

## II. Weaver's Digital SSB 변조기와 TDM/FDM 변환

Weaver's Analog SSB 변조기를 이용한 Digital SSB 변조기의 기본 구성방식은 Fig.1과 같으며 각 부분의 주파수 분포는 Fig.2와 같이 표시할 수 있다.

Base band 입력신호 대역폭을 Fig.2(a)와 같이  $f_0=4$ [KHz]로 취하고 Sampling rate를 8[KHz]로 취하였다.

$\cos\frac{\pi}{2}n$ 과  $\sin\frac{\pi}{2}n$ 는 각각  $\cos\frac{w_0t}{2}$ ,  $\sin\frac{w_0t}{2}$ 를 8[KHz]로 Sampling 한 것으로서  $\cos\frac{\pi}{2}n = 1, 0,$

$-1, 0, \dots, \sin\frac{\pi}{2}n = 0, 1, -1, 0, \dots$ 의 값을  $x(n)$ 에 곱하여 각각  $x_a(n)$ 과  $x_b(n)$ 의 신호를 얻을 수 있으며 각 주파수 분포는 Fig.2(b), (c)와 같다.

이렇게 얻은  $x_a(n)$ 과  $x_b(n)$ 는 차단주파수가 2 [KHz]인 LPF를 통과하여 Fig.2(c), (d)와  $x_c(m)$ 과  $x_d(m)$ 를 얻게 된다.

여기서 고주파 변조신호는 group band의 경우  $f_c = 60 \sim 108$  [KHz]로서 최소의 Sampling rate가  $(108-60) \times 2 = 96$  [KHz]이면 원래의 신호를 저장할 수 있으므로 12-channel의 신호가 모두 8 [KHz]의 Sampling rate를 갖게 되면  $12 \times 8 = 96$  [KHz]가 된다. 따라서 8 [KHz]의 Sampling rate를 갖는  $x_e(n)$

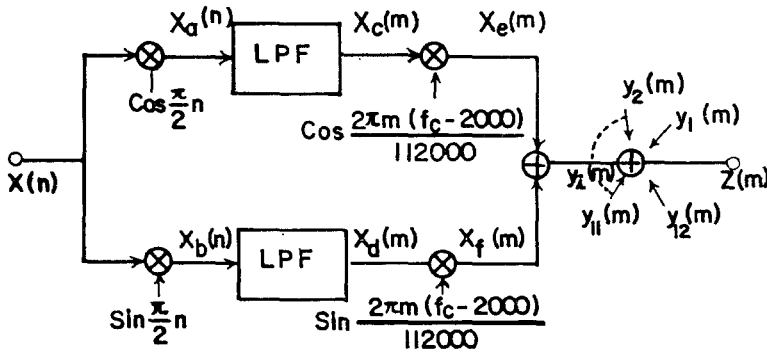


Fig.1 TDM/FDM system using Digital SSB modulation

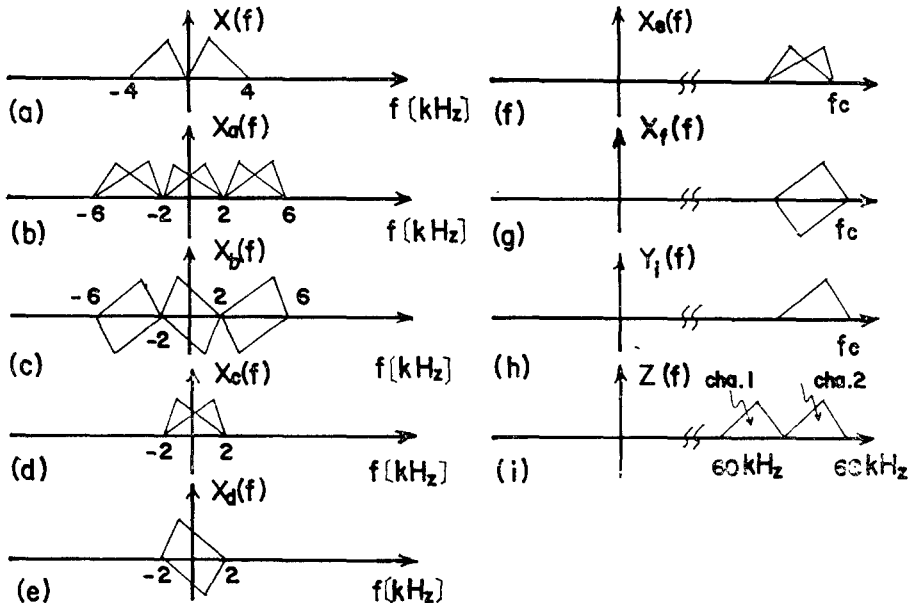


Fig.2 Frequency arrangement of Digital SSB modulation

과  $x_b(n)$ 는 LPF를 통과한 다음 96[KHz]의 Sampling rate를 갖도록 해야 한다.

그런데 12-channel의 다중통신의 경우 보호대역으로 2-channel을 첨가하여 14-channel로 통신하는 것이 일반적이다. 따라서 본 연구에서는 변조신호를 112[KHz]로 Sampling하도록 하고 8[KHz]를 112[KHz]의 Sampling rate로 변환하여야 한다.

그런데 Fig.1에서 LPF의 기능이 8[KHz] Sampling rate에서  $\frac{f_0}{2}=2$ [KHz]의 차단 특성은 가질 것과 Sampling rate를 14배 증가시키는 interpolating 기능을 동시에 수행하여야 한다. 그러나 FIR Digital Filter 혹은 IIR Digital Filter 한 개로서는 위에서 설명한 LPF의 두가지 기능은 수행하기가 어려우며 Fig.3과 같이 Digital 필터 두 개를 직렬로 연결함으로써만 가능하다.

이러한 원리는 Fig.3에 나타내었으며 차단주파수를  $f_0 = \frac{1}{2T}$  [Hz]로 하고 Sampling rate를  $14 \times 2f_0$ 라고 가정한 경우 LPF의 전달함수는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$H(Z) = \prod_{i=1}^n \left[ \frac{1 - a_i z^{-1}}{1 - b_i z^{-1}} \right] \quad (1)$$

여기서  $z = \exp\left[\frac{T}{14}S\right]$ 를 대입하여 정리하면 다음 식은 얻는다.

$$H(S) = \prod_{i=1}^n \left[ \frac{1 - a_i \exp\left(-\frac{T}{14}S\right)}{1 - b_i \exp\left(-\frac{T}{14}S\right)} \right]$$

$$= \prod_{i=1}^n \left\{ \frac{(1 - a_i \exp\left(-\frac{T}{14}S\right)) \left[ 1 + b_i \exp\left(\frac{T}{14}S\right) \right]}{1 - b_i^{14} \exp(-TS)} \right\}$$

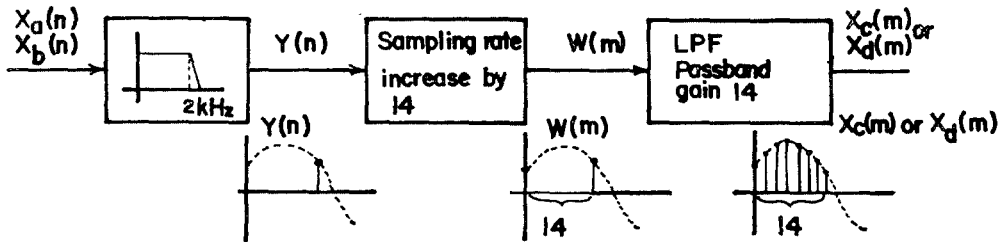


Fig.3 Interpolation Process

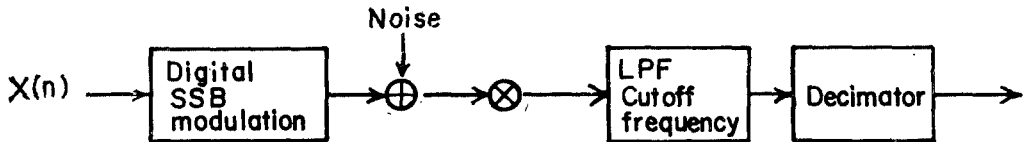


Fig.4 Digital SSB demodulator system

$$\left. \begin{aligned} &+, \dots, + b_i^{13} \exp\left(-\frac{13}{14}TS\right) \end{aligned} \right\}$$

$$= \frac{1}{B(S) \exp(-TS)} \cdot A(S) \exp\left(-\frac{TS}{14}\right)$$

$$= H_1(S) H_2(S) \quad (2)$$

여기서  $H_1(S)$ 와  $H_2(S)$ 는 다음과 같다.

$$H_1(S) = \frac{1}{B(S) \exp(-TS)} \quad (3)$$

$$H_2(S) \cdot \exp\left(-\frac{TS}{14}\right) \quad (4)$$

式 (2), 式 (3)과 式 (4)에서  $H(S)$ 의 실현은  $H_1(S)$ 와  $H_2(S)$ 를 직렬로 연결함이 바람직하며 특히  $H_1(S)$ 는 IIR Digital 필터로서  $H_2(S)$ 는 FIR digital Filter로서 실현할 수 있다.

### III. Digital SSB 변조기의 Computer Simulation

Fig.1에서 얻은 SSB 출력값을 가지고 검파과정을 거쳐 원래의 baseband 신호를 얻는 과정에서 Gaussian 분포를 갖는 Noise를 첨가하여 Fig.4와 같은 시스템을 Computer Simulation 과정을 통하여 입력과 출력을 비교하였다.

#### 1. IIR Digital Filter를 이용한 경우

Digital SSB 변조기는 Fig.1에서 구성한 것이며 Digital LPF는 Analog Elliptic 8차 Filter의 전달함수를 Bijinear Transform시켜서 얻었으며 설계조건은 통과대역 ripple  $\leq 0.1$ dB, 차단영역  $\geq 50$ dB ( $0.9 \leq \omega \leq 1$ ), 차단영역 ripple  $\leq 0.1$ dB이며 손실특

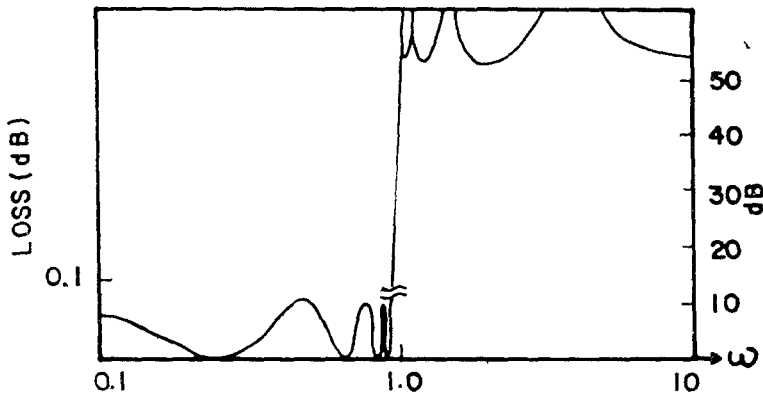


Fig. 5 Loss characteristic of an eighth-order Elliptic filter

성은 Fig. 5에 표시하였다. .

Filter의 차수를 줄여서 특성에 변화를 주는 경우 SNR이 적어지는 경향을 나타내었으며 Noise power를 0.1로 취한 경우 Signal power 0.5에 대하여 SNR=47.0dB, Noise power를 0.01로 취한 경우 Signal power 0.5에 대하여 SNR=65dB를 얻었다. 따라서 IIR Filter를 이용할 경우 Elliptic Filter로서 8차 이상이어야 한다.

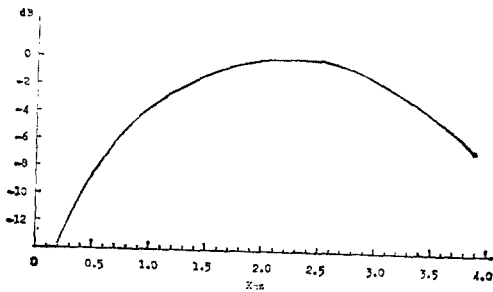


Fig. 6 Frequency Response(LPF1=33, LPF2=55)

Fig. 4의  $x(n)$ 에 0~4,000 [Hz]의 정현파를 넣고 Computer simulation을 시킨 뒤 입력과 출력의 파형을 비교하여 볼 수 있으며 Noise power를 0.1로 한 경우에 Fig. 8과 같은 결과를 얻었다.

## 2. FIR Filter를 이용한 경우

(i) 잡음을 첨가하지 않은 경우

입력주파수를 1KHz로 하고 LPF를 Fig. 3에서 앞의 Filter를 LPF1, 뒤의 Filter를 LPF2로 할 때 LPF1, LPF2를 각각 33차에서 99차까지 증가시켜 가면서 입력에 대한 출력파형은 구하여 본 결과

파형의 외곡현상은 없으며 주파수 특성이 변화하였다.

그 예로서 LPF1은 33차, LPF2를 55차의 FIR Filter로 구성하고 입력 정현파의 주파수를 200 [Hz] ~ 4 [KHz]까지 변화시켜 가면서 입력에 대한 출력은 Fig. 6에 표시하였다.

(ii) 잡음을 첨가한 경우

입력 주파수를 1 [KHz], 복조기 입력에서 SNR은 20 [dB]로 하였을 때 LPF.1과 LPF.2의 차수를, 각각 33차에서 99차까지 증가시키면 출력의 SNR은 30dB 이상이었다.

예로서 LPF.1과 LPF.2의 차수를 33차와 55차로 구성한 경우 입력 주파수 1 [KHz]에서 복조기 입력단의 SNR은 3.5dB에서 20dB까지 변화시키면서 출력의 SNR을 구한 결과는 Fig. 7과 같다. 신호 power와 Noise power를 0.5로 한 경우에도 출력 파형은 외곡이 거의 없는 것으로 나타났으며 Fig. 9에 그 결과를 표시하였다.

LPF.1과 LPF.2의 차수를 33차 및 55차로 구성

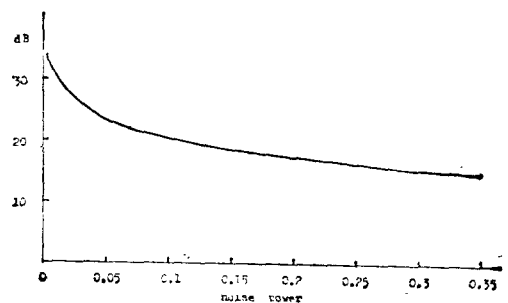


Fig. 7 Signal to Noise Ratio(LPF1=33, LPF2=55, FREQ=1KHz, Signal power=0.5)

273	I #			I	-0.9716	-0.0790
274	I	#		I	-0.0047	-0.0117
275	I		#	I	-0.5763	0.0554
276	I		#	I	-0.2525	0.1182
277	I			I	0.1035	0.1615
278	I			I	0.4442	0.1231
279	I			I	0.7322	0.1270
280	I	FREQ : 456 HZ		I	0.9248	0.1292
281	I			I	0.9995	0.1200
282	I			I	0.9442	0.0621
283	I			I	0.7735	-0.0061
284	I			I	0.5014	-0.0725
285	I			I	0.1658	-0.1307
286	I			I	-0.1912	-0.1659
287	I			I	-0.5238	-0.1591
288	I			I	-0.7897	-0.1648
289	I #			I	-0.9549	-0.1598
290	I			I	-0.9281	-0.1280
291	I #			I	-0.9144	-0.0455
292	I			I	-0.7145	-0.0228
293	I			I	-0.4230	0.0270
294	I			I	-0.0777	0.0617
295	I			I	0.2775	0.1786
296	I			I	0.5872	0.1917
297	I			I	0.8409	0.1700
298	I			I	0.9774	0.1275

Fig.8 Results obtained by 8th order Elliptic IIR Filter

한 후 복조기 입력단의 SNR은 20dB로 하고 입력 주파수를 200 [Hz]에서 4 [KHz]까지 변화시키면서 출력의 SNR을 구한 결과 30dB 이상이였다.

IV. 계산시간의 단축

TDM/FDM 혹은 FDM/TDM에서 중요한 것은

474	I			I	0.3299	
475	I	#		I	0.2605	
476	I		#	I	0.1820	
477	I			I	0.0968	
478	I			I	0.0083	
479	I			I	-0.0832	
480	I			I	-0.1736	
481	I			I	-0.2613	
482	I			I	-0.3443	
483	I			I	-0.4191	
484	I			I	-0.4842	
485	I			I	-0.5374	
486	I			I	-0.5771	
487	I			I	-0.6013	
488	I			I	-0.6107	
489	I			I	-0.6036	
490	I			I	-0.5819	
491	I			I	-0.5453	
492	I			I	-0.4941	
493	I			I	-0.4320	
494	I			I	-0.3576	
495	I			I	-0.2745	
496	I			I	-0.1856	
497	I			I	-0.0927	
498	I			I	0.0009	
499	I			I	0.0925	
500	I			I	0.1787	
501	I			I	0.2577	
502	I			I	0.3262	
503	I #			I	0.3835	
504	I			I	0.4267	
505	I			I	0.4553	
506	I			I	0.4697	
507	I #			I	0.4678	
508	I			I	0.4518	

Simulation

Fig.9 FIR Filter

신호를 real-time 으로 처리하기 위하여 계산시간을 단축하는 것이다.

Fig. 3에서 Peled 와 Winograd 의 논문 [8]에 의하던 LPF.1는 32차의 FIR Filter 로 LPF2는 55차로 구성하였다. 이때  $x_a(n)$ 는 신호 값이 하나 건너 마다 0이 나오게 된다. 따라서

$$y_c(n) = \sum_{k=0}^8 \{x(n-2k) + x(n-32+k)\}h(2k)$$

로 계산하고 lower path에서도 마찬가지로 방법으로 계산하여

$$y_n(s) = \sum_{k=1}^8 \{x(n-2k+1) + x(n-32+2k-1)\}h(2k-1)$$

이 된다. 따라서 매 Sampling time 마다 17번 곱하기를 하여야 한다.

8 [KHz]로 Sampling 했으므로 1초동안에 136,000 M/S 필요하다. 같은 방법으로 55차 Filter 에서는 896,000M/S 필요하다. 같은 방법으로 55차 Filter 에서는 896,000M/S 필요하다. 같은 방법으로 55차 Filter 에서는 896,000M/S 필요하다. 따라서 전체 곱하기 수는 1,250,000M/S 가 된다<sup>(8)</sup>. 이때 55차 Filter 에 들어오는 입력은 interpolating 에 의해 14개의 신호입력 중 13개가 0이 된다. Freeny 의 논문 [9], 혹은 Peled 의 논문 [8]에서는 필터의 계수의 대칭성을 이용하여 위와같은 방법으로 신호 두개를 먼저 더한 후 Filter 의 계수를 곱해주는 방법을 사용했는데 이러한 입력신호  $w(m)$ 에 Filter 계수  $h(k)$ 를 곱한 양은 나중에 곱하게 될  $w(m)$ 에  $h(55-k)$ 를 곱한 값과 같다. 따라서 filter 의  $w(m) \cdot h(m)$ 를 기억시켰다가  $w(m) \cdot h(55-k)$ 를 계산할 때 계산하지 아니하고 기억된 값을 이용하게 되면 계산시간이 반으로 줄어든다. 위에서 55차 Filter 를 계산하는데 896,000M/S 필요하다므로 이의 반인 448,000 M/S 가 필요하다.

따라서 전체 필요한 곱하기는 808,000M/S 이며 곱하기 수가 약 35% 줄어들게 된다. LPF.1은 8차의 IIR Filter 를 사용한 경우 전체 곱하기 수는 약 32% 감소된다.

## V. 결 론

Digital SSB 변조기를 HR Digital Filter 로서 구성할 경우 복조기 입력에 Noise power 를 0.1로 하고 Signal power 를 0.5로 하면 8차의 Elliptic filter 로서 SNR  $\geq 45$  dB 를 얻을 수 있으며 Noise power

를 크게 하던 Filter 의 차수를 올릴 필요가 있다.

Digital SSB 변조기를 FIR Digital Filter 로서 설계할 경우에는 SNR 은 작아지지만 계산시간에서 곱하기 회수가 줄어들며 기존의 방법 [8], [9]보다 약 35%가량 줄어들며 SNR 은 40dB 이상 얻기 위해서는 LPF1과 LPF2는 33차 이상이 되어야 한다.

TDM/FDM 변환장치로서 N-channel 을 전송하는 경우 Fig.1의 Weaver's Digital SSB 변조기를 N 個 병렬로 연결하여 구성할 수 있다.

## 참 고 문 헌

1. D.K. WEAVER, JR. "A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals," Proc. IRE, Vol. 44, pp.1703--1705, Dec. 1956.
2. S. Darlington, "On digital Single-Sideband Modulators," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19, pp.409--414, Aug. 1970.
3. C.F. Kurth, "SSB-FDM Utilizing TDM digital filters," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19, pp.63--71, Feb. 1971.
4. S. Singh, K. Renner and S.C. Gupta, "Digital Single-sideband modulation," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-21, pp.255--262, Mar. 1973.
5. R.E. CROCHIERE AND L.R. RABINER, "Optimum FIR Digital Filter Implementations for Decimation, Interpolation, and Narrow-Band Filtering," IEEE Trans. Acous. Speech, and Signal Proc. Vol. Assp-23, No.5, Oct. 1975.
6. C.F. KURTH, "Generation of Single-Sideband Signals in Multiplex Communication Systems," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-23, No.1, Jan. 1976.
7. M. Tomlinson and K.M. Wong, "Techniques for the digital interfacing of TDM-FDM Systems," Proc. IEEE, Vol.123, pp. 1285--1292, Dec. 1976.
8. A. Peled and S. Winograd, "TDM/FDM conversion requiring reduced computation complexity," IEEE Trans. Commun., Vol.

- COM-26, pp.709—719, May 1978.
9. S.L. Freeny, "TDM/FDM Translation as an Application of Digital Signal Processing," IEEE Comm. Mag., Vol.18, No.1, pp.5—15, Jan. 1980.
  10. R.E. CROCHIRE and L.R. RABINER, "Interpolation and Decimation of Digital Signals-A Tutorial Review," Proc. of the IEEE, Vol.69 No.3, pp.300—330, MAR, 1981.
  11. H. SCHEUERMANN and H. COCKLER, "A comprehensive Survey of Digital Transmultiplexing Methods," Proc. of the IEEE Vol.69. No.11, pp.1419—1450, NOV. 1981.

〔後 記〕

본 연구는 현대 장학회의 연구비 지원을 받아 수행되었음을 밝힙니다.